

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

昭64-68030

⑬ Int. Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 昭和64年(1989)3月14日

H 04 B 1/16
9/00

Z-6945-5K
Y-8523-5K

審査請求 未請求 発明の数 1 (全7頁)

⑮ 発明の名称 空間伝播光信号の受信装置

⑯ 特 願 昭62-224099

⑰ 出 願 昭62(1987)9月9日

⑱ 発 明 者 永 井 裕 神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地 株式会社日立製作所家電研究所内

⑲ 発 明 者 竹 内 敏 文 神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地 株式会社日立製作所家電研究所内

⑳ 出 願 人 株式会社日立製作所 東京都千代田区神田駿河台4丁目6番地

㉑ 代 理 人 弁理士 並木 昭夫

明 細 書

1. 発明の名称

空間伝播光信号の受信装置

2. 特許請求の範囲

1. 空間を伝播する光信号を入力され交流の電気信号(電流)に変換して出力する光電変換素子と、該変換素子からの前記電気信号(電流)を入力され電圧形式の電気信号に変換して出力する電流/電圧変換器としての反転増幅器と、から成る空間伝播光信号の受信装置において、

前記反転増幅器からの電気信号(電圧)からそこに含まれる直流分を検出する直流分検出回路と、該直流分検出回路により検出された直流分を前記電気信号の周波数帯域において高インピーダンスを呈するインピーダンス回路を通して前記反転増幅器の入力側へ帰還する帰還回路と、を設けたことを特徴とする空間伝播光信号の受信装置。

2. 特許請求の範囲第1項記載の空間伝播光信号の受信装置において、前記反転増幅器から

の電気信号(電圧)から交流成分を取り出しそのレベルを検出する交流レベル検出回路と、該レベル検出回路により検出されたレベルに従って前記反転増幅器を構成している帰還抵抗の抵抗値を可変させる抵抗値可変回路と、を具備したことを特徴とする空間伝播光信号の受信装置。

3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

本発明は空間伝播光信号の受信装置に関するものである。

比較的短距離であるならば電気信号を光信号に変え空間を伝播させて送受信することができる。例えば音楽をヘッドホンで聴く場合、ヘッドホンから音源装置(レコードプレーヤならレコードプレーヤ)までコードを引っ張る必要があるが、音源装置において電氣的な音楽信号を光信号に変えて空間に放出し、これをヘッドホンで受信し電気信号に変換して聴くようにすれば、コードを引っ張る必要はなくなり、ヘッドホンの使い勝手が大変良くなる。電気信号を光信号に変え空間を伝播

させて送受信することを可能にした場合にその色々な用途への応用例は、ほかにいくらかも考えることができる。

本発明は、このような意味で意義のある空間伝播光信号の受信装置に関するものである。

〔従来の技術〕

電気信号を光信号に変えて空間を伝播させた場合に問題になるのは、光信号が減衰し易いということと、外部光源からの光が雑音として加わり光信号に妨害を与えること、である。前者の問題はさておき、ここでは後者の問題を考える。

一般に、外部光源からの雑音光は電気信号に変換した場合、直流となるから、雑音により妨害を受けるということは、信号成分である交流が雑音である直流分の重畳により出力飽和を起し、信号成分（交流）の検出が困難になることであると云うことができる。

この意味で、入力直流成分による出力の飽和の防止を行う方法が、特開昭60-117930号公報において提案されているが、それは並列帰還

虚されていなかった。

本発明の目的は、 S/N 比を劣化させることなく、直流入力成分及び、過大入力信号による飽和の防止を可能とする電流／電圧変換回路を備えた空間伝播光信号の受信装置を提供することにある。

〔問題点を解決するための手段〕

上記目的は、入力直流成分による飽和の防止に関しては、並列帰還型電流／電圧変換回路出力より検出した、直流成分を増幅器を介して変換回路入力に帰還する直流帰還ループにおいて、帰還抵抗と直列に信号周波数帯域インピーダンス大となるインピーダンス回路を挿入することにより達成される。

又、近距離大信号による飽和の防止に関しては電流／電圧変換回路の変換抵抗に、並列に大信号入力時のみトランジスタスイッチにより抵抗器を接続することにより、変換抵抗を下げることににより達成される。

〔作用〕

入力直流成分による飽和の防止のための直流帰

還増幅器出力から増幅器を介して直流成分出力を入力に帰還するという方法であった。

空間伝播光信号の受信に際してその他に問題になるのは、例えば伝播距離が極端に短かったりして過大信号が受信された場合に、光信号を電気信号に変える光電変換器の変換出力が飽和してしまう問題であり、これを防ぐACC回路（自動利得制御回路）に関しては、特開昭60-144034号公報に記載されているように、帰還抵抗に流れる電流をトランジスタにより分流させて防ぐという方法であった。

〔発明が解決しようとする問題点〕

上述の特開昭60-117930号公報に記載の従来技術は、増幅器を介して抵抗器のみをもって直流成分の帰還を行っており、帰還量の減少によるノイズの増大ということについては、考慮されていなかった。

又、特開昭60-144034号公報に記載の従来技術は、トランジスタによって電流を流すことにより生ずるショット雑音の増大については考

慮回路は、電流／電圧変換回路の出力より、直流成分を検出し、増幅器にて直流利得を得た後、信号周波数帯域でインピーダンス大となるインピーダンス回路を介して、直流成分を帰還することにより、信号周波数帯域での帰還量の低下が無く、直流帰還が行なえる。従って S/N 比の劣化無しに直流成分入力による飽和を防止することができる。

又、信号飽和の防止回路は、電流／電圧変換回路の帰還抵抗に、大信号入力時のみトランジスタスイッチにより、抵抗を並列に挿入し、帰還抵抗の抵抗値を下げる。従って S/N 比の悪化すること無く、過大信号による飽和を抑制することができる。

〔実施例〕

以下、本発明の一実施例を、第1図により説明する。本実施例においては、入力信号の周波数帯域は、 $f_1 \sim f_2$ であると仮定する。

第1図において、1はホットディテクタ、2は演算増幅器、3は抵抗器であり、ホットディテクタ1

は、演算増幅器2の反転入力に接続されている。抵抗器3は演算増幅器2の反転入力及び出力に接続され、ホトディテクタ1、演算増幅器2、抵抗器3の全体で一般的な電流/電圧変換回路を構成する。

またこの電流/電圧変換回路は、抵抗器3を帰還抵抗とする反転増幅器でもあるので、以後、反転増幅器と呼ぶこともある。

4はそのカットオフ周波数 f_c が、 $f_c < f_1$ を満たす直流検出回路であり、その入力演算増幅器2の出力に接続されている。5は演算増幅器であり、正相入力は直流検出回路4、反転入力はアースに接続される。6はインピーダンス回路である。

インピーダンス回路6は、そのインピーダンス Z が、 $f_1 \leq f \leq f_2$ なる範囲の周波数 f において、 $R_3 < |Z|$ であり、 $f \leq f_1$ なる範囲の周波数 f において、 $R_3 \geq |Z|$ を満たす2端子網回路であり、その入力は演算増幅器5に接続されている。又、インピーダンス回路6の出力は、演

算増幅器2の反転入力に接続される。すなわちインピーダンス回路6の出力は、一般的な電流/電圧変換回路の入力に接続されることになる。

このような回路において、周波数帯域 $f_1 \sim f_2$ の信号が入力されたホトディテクタ1において光電変換された場合、演算増幅器2の出力は、アース電位を中心に振られることになる。又、この時、直流検出回路4の出力は0となる。

次に演算増幅器5により、直流検出回路4とアース電位との差分が増幅される。この演算増幅器5の出力から、インピーダンス回路6を通して電流/電圧変換回路の入力側に直流帰還がかけられる。このインピーダンス回路6は前述したように信号周波数帯域以下の直流成分に対しては、抵抗器3より小さいインピーダンス値をとるため、直流帰還ループを構成する。しかし信号周波数帯域においては、抵抗器3に比して十分に大きいインピーダンス値を取る。従って、ホトディテクタ1より入力された信号(交流信号)は、何ら影響を受けることなく、演算増幅器2、抵抗器3より成

る反転増幅器により電流/電圧変換される。又、同じ理由により、演算増幅器2、抵抗器3よりなる電流/電圧変換回路の、信号周波数帯域における帰還率減少はない。

こうして、電流/電圧変換回路出力の直流成分電圧は、演算増幅器5で利得が得られるため基準電位であるアース電位で安定させられる。

次に、光空間伝送に特有な、雑音直流成分の存在する場合について説明する。空間中には、蛍光灯光、太陽光、白熱電灯光等の雑音源が存在するが、このうち太陽光や白熱電灯光は多くの直流成分を含む。このような雑音直流成分が、 $f_1 \sim f_2$ の周波数帯域をもつ信号と同時に入力された場合、雑音直流成分による入力電流を i_{oc} とおき、抵抗器3の抵抗値を R_f とおけば、演算増幅器2の出力は、 $(-i_{oc} \times R_f)$ を中心に振られることになる。特に、雑音源が強なる時、演算増幅器2の負側電源電圧を V_{cc} とすれば、 $(-i_{oc} \times R_f) < V_{cc}$ となり、演算増幅器2、抵抗器3からなる一般的な電流/電圧変換回路は、飽和することにな

る。

この時、直流検出回路4の出力は $(-i_{oc} \times R_f)$ となる。直流検出回路4の出力 $(-i_{oc} \times R_f)$ と基準電位0Vの差分は演算増幅器5において増幅される。この演算増幅器5の出力によりインピーダンス回路6を通して直流帰還がかけられ、電流/電圧変換回路の出力の直流成分電圧は0Vに安定させられる。この時、周波数帯域 $f_1 \sim f_2$ の信号は雑音直流成分を含まない場合と同じ原理により、何ら影響を受けることはない。これは電流/電圧変換回路の帰還率についても同様である。

以上、本実施例によれば、信号に影響を与えることなく、又、電流/電圧変換回路の帰還量を減少させてノイズは増加させることなく、直流帰還を行ない、太陽光、白熱電灯光等の雑音直流成分による飽和を抑制することが可能である。

次に、本発明の別の実施例を第2図において説明する。本実施例においても、入力信号周波数帯域は、 $f_1 \sim f_2$ であると仮定する。

第2図において、 V_{cc} は電源、1はホトディテ

クタ、2は演算増幅器、3は抵抗器、4は直流検出回路、5は演算増幅器、6はインピーダンス回路であり、前実施例と同様に接続され、前実施例と同じ、直流増減回路を含んだ、電流／電圧変換回路を構成している。

7は信号周波数帯域フィルタである。信号周波数帯域フィルタ7は、周波数範囲 $f_1 \sim f_2$ を通過域とするバンドパスフィルタにより構成されている。8は交流信号レベルを検出するレベル検出回路である。信号帯域フィルタ7の出力は、レベル検出回路8の入力に接続される。9はスイッチング用トランジスタであり、10は抵抗器である。トランジスタ9は、そのエミッタは増幅器2の反転入力に、ベースはレベル検出回路8の出力に、コレクタは抵抗器10に接続される。なお抵抗器10の他端は、演算増幅器2の出力に接続されている。

このような回路において光空間伝送が行なわれる場合について説明する。光空間伝送においては、発光装置と受光装置間の伝送距離は、任意に取ら

れ、受光強度は、伝送距離の2乗に反比例するため受信される信号レベルの強度の違いは大きい。一例として、伝送範囲は一般家庭内のような限定された空間と考え、その伝送距離は、10cmから10m程度の範囲とする。この時、伝送距離10cmでの受光強度は、伝送距離10mでの受光強度の10,000倍までになる。

ここでホトディテクタ1の出力電流を抵抗器3と演算増幅器2からなる一般的な電流／電圧変換器により電流／電圧変換した時の出力電圧レベルが伝送距離10mで10mVであったと仮定すれば、伝送距離10cmでは出力電圧レベルは単純計算すると1000Vとなり飽和が起きる。

ここで伝送距離10mで $f_1 \sim f_2$ の周波数帯域を持つ小信号が本実施例による回路に入力された場合、演算増幅器2の出力は、信号周波数帯域フィルタ7により、ノイズ成分をカットされ、レベル検出回路8により信号レベルが検出される。この検出された信号レベルは十分小さく、スイッチング用トランジスタ9はOFFされるため、信

号及びノイズレベルは、影響を受けない。

次に伝送距離10cmでの大信号が本実施例による回路に入力された場合について説明する。信号は小信号入力時と同様に信号レベル検出される。信号レベル検出回路8により検出される電圧は十分高く、スイッチング用トランジスタ9はONされ抵抗器10は、抵抗器3に並列に接続され、抵抗器3及び演算増幅器2からなる一般的な電流／電圧変換回路の、変換抵抗3の値を下げ、電流／電圧変換回路の出力を減少させる。

また、直流検出回路4、演算増幅器5、インピーダンス回路6は、前実施例と同様の作用をもたらすとともに、スイッチング用トランジスタ9のエミッタより入力される直流電流による影響を除去する。

以上、本実施例によれば、S/N比の劣化無く、過大信号及び雑音直流成分による飽和が抑止される、電流／電圧変換回路を構成することができる。次に第3図により、前実施例の主要部の具体化した回路例について説明する。第3図は前実施例

における直流検出回路4及び、インピーダンス回路6を具体化したものである。他構成については前実施例とすべて同じである。この回路に中心周波数216MHz、帯域216MHz \pm 1MHzの信号が入力されたとする。この時、直流検出回路4は、抵抗器11、コンデンサ12によりカットオフ周波数を50KHz以下程度とすることで直流検出を行なえる。

インピーダンス回路7は、並列に接続されたインダクタンス14とコンデンサ15に抵抗器13が直列に接続された回路により構成される。そしてインダクタンス14とコンデンサ15の共振周波数を216MHzに取り、回路のQを十分高くすることによりインピーダンス回路6は、1.16MHz \sim 3.16MHzで高インピーダンスを取り直流に対しては、抵抗器13により決定されるインピーダンスを取ることができる。又、信号周波数帯域フィルタ7は、カットオフ周波数1.16MHz、3.16MHzのバンドパスフィルタにより具体化される。

以上、前実施例は、単純な回路により具体化可能であることを示した。

次に、演算増幅器2をディスクリート構成を取り、高 S/N 比で単一電源動作を可能とした構成とした場合の実施例を第4図において説明する。16~18はトランジスタ、19~21は抵抗器であり、16~21は演算増幅器2を構成し、抵抗器3とともに高 S/N 比、単一電源動作可能な電流/電圧変換回路を構成している。又、本実施例においては演算増幅器5の反転入力は、基準電圧22に接続されている。他部分に関しては、先に述べた実施例の第2図と同じである。

このような、ディスクリート構成の演算増幅器2による電流/電圧変換器は、演算増幅器2のダイナミックレンジが小さいため、雑音直流成分による演算増幅器2の直流出力電圧の低下が生ずると、雑音直流成分による飽和は容易に生じ、又ダイナミックレンジの低下は重大なものとなる。又、直流出力電圧の低下は、トランジスタ17の電圧増幅率を低下させ、演算増幅器2のオープンルー

プゲインを減少させてしまう。

本実施例では、ノイズ増加の無い直流帰還回路が演算増幅器2の直流出力電圧を一定に保つため、高 S/N 比を損わずに以上述べた問題点を解決することが可能である。又、本実施例では、ノイズ増加なくAGC(自動利得制御)がかけられており、ダイナミックレンジの小ささは補なうことが可能である。

以上、本実施例によれば、直流雑音成分及び、過大入力信号による飽和の抑止が可能で、単一電源動作の高 S/N 比の電流/電圧変換回路を構成することが可能である。

次に、本発明をCD(コンパクトディスク)プレーヤーに適用した例を、第5図を用いて説明する。

第5図において23はデジタル信号伝送回路24を組み込んだCDプレーヤーを示したものであり、25はディスク、26は光学式ピックアップ、27はプリアンプ・サーボ回路、29はデジタル信号処理回路、48はD/A変換器、L、Rはし

チャンネル、Rチャンネルオーディオ信号、28はCDプレーヤーのシステム制御回路である。24はデジタル信号伝送回路を示したものであり、30はエッジ信号発生回路、 V_{cc} は電源、31は発光素子、32はトランジスタ、33は抵抗器である。

又、34は受信回路であり、1はホットディテクタ、35は電流/電圧変換回路、36は信号周波数帯域フィルタ、37は増幅器、38はデータスライス回路である。39は比較器、40、41はインバータ、42は低域フィルタ、43は基準電圧、44は演算増幅器であり、39~44はデータスライス回路を構成する。45はEFM信号再生回路、46はデジタル信号処理回路、47はD/A変換回路であり、L、RはLチャンネル、Rチャンネルオーディオ信号である。

ディスク25から、ピックアップ26により再生された信号はプリアンプ・サーボ回路27においてデジタル信号に波形整形され、デジタル信号伝送回路24及びデジタル信号処理回路29へ送

られる。このデジタル信号は、EFM信号と呼ばれ、伝送レート $1/T(\text{bit/sec})$ に対し"1"レベル又は"0"レベルの継続時間は $3T \sim 11T$ となっている。又、プリアンプ・サーボ回路27は、同時にピックアップ26の制御を行なう。デジタル信号処理回路29に送られた信号は、ここでデジタル処理を施され、D/A変換器48に送られる。D/A変換器48では入力デジタル信号をアナログ信号に変換し、Lチャンネル、Rチャンネルオーディオ信号を再生する。

デジタル信号伝送回路24では、まずエッジ信号発生回路29で、入力されたEFM信号に対し、信号の立ち上がりエッジ、及び立ち下がりエッジにおいて継続時間 T の"1"レベルのパルスが発生される。このエッジ信号は、発光素子31、トランジスタ32、抵抗器33からなる発光回路により、空間伝送される。

受信回路34では、伝送された信号はホットディテクタ1により電流信号として検出される。この検出された信号は、伝送される空間に存在する雑

音直流成分を含み、又伝送距離の変動による著しい信号レベルの変動がある。この信号は本発明による、信号周波数帯域フィルタ36をともなう電流／電圧変換回路35により、直流帰還及びAGCがかけられ、雑音直流成分、過大信号による飽和無く電圧に変換される。

データスライス回路38は、比較器39により、可変スライスレベルに従って波形成形されデジタル信号に変換される。可変スライスレベルは以下の様に作成される。

比較器39の出力は、インバータ40、41よりなるバッファを通して、低域フィルタ42に入力され、直流成分の検出により、デジタル信号のデューティ比が検出される。検出されたデューティ比を与える電圧と、基準電圧43との差分が増幅され可変スライスレベルを与える。こうして出力信号のデューティ比が上があればスライスレベルが上がり、出力信号のデューティ比が下があれば、スライスレベルが下がることにより、可変スライスレベルは、常に比較器39の出力信

号のデューティ比を一定にするように与えられる。

本実施例で入力される信号はE F M信号のエッジ信号である。E F M信号においては、“1”レベルと“0”レベルの生起確率は50%であり、3T〜11Tの長さの信号の生起確率は、継続時間に逆比例していると考え、エッジ信号の“1”レベルの生起確率は、

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (1 + 3 - N) / \left(\sum_{n=1}^N K \right) \times \frac{1}{N} = 19.5\%$$

すなわちエッジ信号のデューティ比は19.5%であり、インバータ41の出力レベルが5Vである。従って基準電圧 V_0 は、 $V_0 = (19.5 / 100) \times 5 (V)$ とすれば、比較器39の入力レベルの変化に従って、スライスレベルは常にデューティ比が19.5%に保たれるように変化する。

本実施例においては、データスライス回路38は、本発明による電流／電圧変換回路35のAGC動作を補ない、電流／電圧変換回路35のレベル変化の残る出力信号の波形整形を行ない、デジ

タル信号に変換する。デジタル信号に変換された信号は、E F M信号再生回路45に入力され、エッジ信号からE F M信号に変換された後、デジタル信号処理回路46によりデジタル処理を行なわれ、D/A変換器47に入力されアナログ信号に変換されて、Lチャンネルオーディオ信号(L)、Rチャンネルオーディオ信号(R)が再生される。

以上、本実施例によればC Dプレーヤーからの再生信号を光により空間伝送し、受信してオーディオ信号の再生を行なうことができる。

(発明の効果)

以上、本発明によれば、ノイズの増加すること無しに、雑音直流成分及び過大入力による電流／電圧変換回路の飽和を抑制できるので、高S/N比の、光空間伝送に適した、電流／電圧変換回路を構成できるという効果がある。

また、本発明による直流帰還回路の、従来技術による方法に対するノイズレベルの少なさについて、第6図により説明する。

直流帰還回路を含まないノイズレベルが第6図

Aのレベルであると仮定する。この時、電流／電圧変換回路の抵抗器3の1/10に直流帰還抵抗を設定した場合、抵抗器のみにより直流帰還をかけた従来技術によれば、帰還率が1/10に減ることにより、ノイズレベルは第6図Bのように10倍に増加する。それに対し本発明によるインピーダンス回路を含んだ直流帰還回路の場合は、第6図Cのように信号周波数帯域では、帰還をかけない場合とほぼ同じレベルとなる。

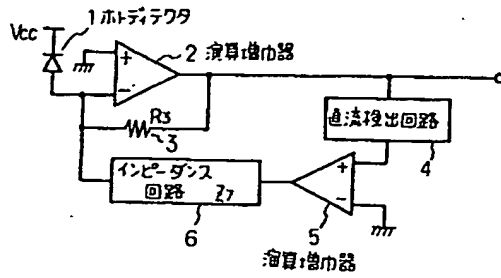
4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の一実施例を示す回路図、第2図は本発明の他の一実施例を示す回路図、第3図は本発明の一実施例の具体的回路例を示す回路図、第4図は同様に他の部分の具体的回路例を示す回路図、第5図は本発明の応用例を示すブロック図、第6図は本発明の効果を示す特性図、である。

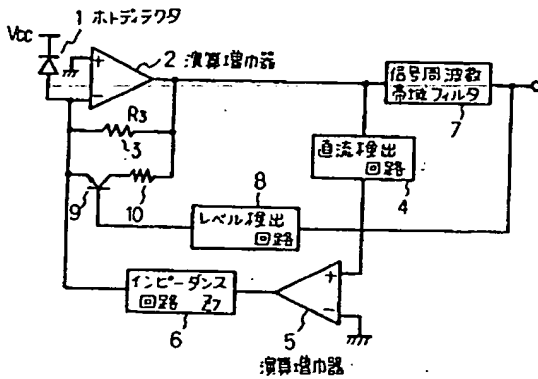
符号の説明

4…直流検出回路、6…インピーダンス回路、7…信号周波数帯域フィルタ、8…レベル検出回路、38…データスライス回路

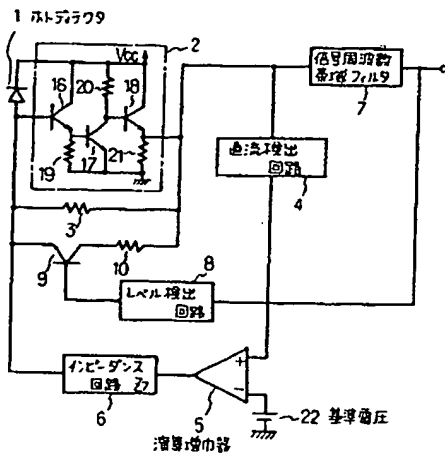
第 1 図



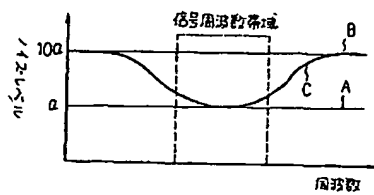
第 2 図



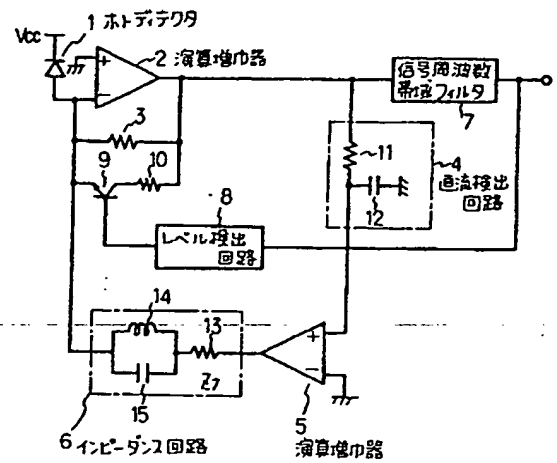
第 4 図



第 6 図



第 3 図



第 5 図

